

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-178347

(43)Date of publication of application : 02.07.1999

(51)Int.Cl.

H02M 7/48
H02M 3/155
H02M 7/217
H02P 6/08

(21)Application number : 09-343169

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 12.12.1997

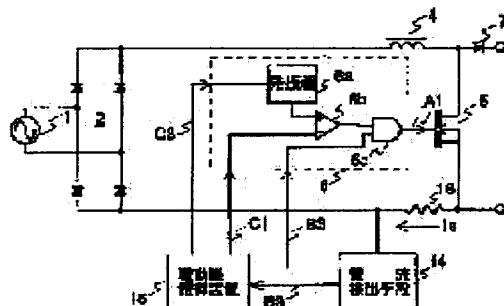
(72)Inventor : TAKAKURA YUYA
ISHII MAKOTO
MURAYAMA KOJI
KATO KOJI

(54) ELECTRIC MOTOR DRIVE DEVICE AND AIR-CONDUCTING EQUIPMENT USING THE SAME

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To improve efficiency, when controlling an electric motor using boost chopper circuit.

SOLUTION: A level of a triangular wave signal generated by an oscillator 6a is compared with a DC voltage instruction signal C1 from an electric motor control device 15 and a compactor 6b, and a PWM signal A1 with a duty factor in response to the level of the DC voltage instruction signal C1 is generated. A switching element 5 is turned on/off by the PWM signal A1, thus chipping a current which is supplied from a full-wave rectifying circuit 2 via an inductance element 4. A current detection means 14 detects the current value of the inductance element 4. When the detection current value is larger than a specific value, the electronic motor control device 165 increases the oscillation frequency of the oscillator 6a, thus preventing a current flowing through the inductance element 4 from exceeding a specific threshold. On the other hand, when the detection current value is larger than a specific value, the oscillation frequency of the oscillator 6a is decreased, thus suppressing the switching loss of a switching element 5.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 25.07.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 09.09.2003

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-178347

(43)公開日 平成11年(1999) 7月2日

(51)Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 2 M 7/48
3/155

H 0 2 M 7/48
3/155

E
F
H
P

7/217

7/217

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 11 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平9-343169

(22)出願日 平成9年(1997)12月12日

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 高倉 雄八

栃木県下都賀郡大平町大字富田800番地

株式会社日立製作所冷熱事業部内

(72)発明者 石井 誠

栃木県下都賀郡大平町大字富田800番地

株式会社日立製作所冷熱事業部内

(72)発明者 村山 孝治

栃木県下都賀郡大平町大字富田800番地

株式会社日立製作所冷熱事業部内

(74)代理人 弁理士 武 順次郎

最終頁に続く

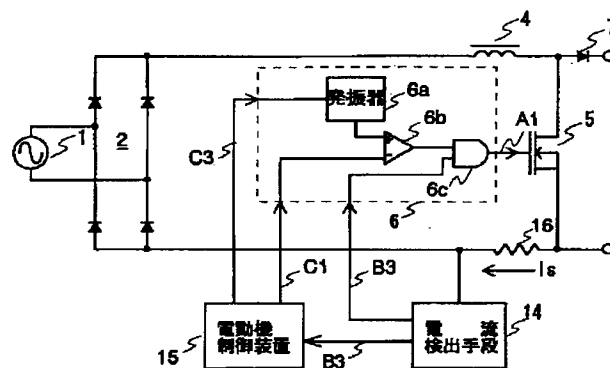
(54)【発明の名称】 電動機駆動装置及びこれを用いた空気調和機

(57)【要約】

【課題】 昇圧チョッパ回路を用いて電動機を制御する際に効率の向上を図る。

【解決手段】 発振器6aで発生される三角波信号は、電動機制御装置15からの直流電圧指令信号C1とコンパレータ6bでレベル比較され、直流電圧指令信号C1のレベルに応じたデューティ比のPWM信号A1が生成される。このPWM信号A1によってスイッチング素子5がオン、オフ駆動され、全波整流回路2からインダクタンス素子4を介して供給される電流をチョッピングする。電流検出手段14はインダクタンス素子4の電流値を検出しており、この検出電流値が所定の値より高いときには、電動機制御装置15は発振器6aの発振周波数を高め、インダクタンス素子4に流れる電流が規定の閾値を越えないようにし、この検出電流値が所定の値より高いときには、発振器6aの発振周波数を低くし、スイッチング素子5のスイッチング損失を抑制することができるようにする。

【図2】



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源からの電源電圧を整流する整流回路と、力率改善用のインダクタンス素子と該整流回路の出力整流電圧を該インダクタンス素子を介してオン、オフするスイッチング素子とによって該整流回路の出力電圧よりも高い直流電圧を生成出力する昇圧チョップ回路と、該昇圧チョップ回路の出力直流電圧を交流電圧に変換するインバータ回路と、該インバータ回路の出力交流電圧により駆動される電動機と、該電動機を可変速制御する電動機制御装置とを備えた電動機駆動装置において、該昇圧チョップ回路の該主スイッチング素子の駆動周波数を可変する手段を備えたことを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記昇圧チョップ回路の入力電流或いは前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子に流れる電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が所定の値よりも低い 20 ときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数を、該電流検出手段による電流検出値が該所定の値よりも高いときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数よりも、低く設定することを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 3】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記昇圧チョップ回路の出力電流或いは前記電動機の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が所定の値よりも低い 30 ときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数を、該電流検出手段による電流検出値が該所定の値よりも高いときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数よりも、低く設定することを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 4】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記電動機の回転数を検出する手段を備え、該回転数検出手段による回転数検出値が所定の値よりも低い 40 ときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数を、該回転数検出手段による回転数検出値が該所定の値よりも高いときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数よりも、低く設定することを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 5】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記インバータ回路のチョップパデューティ比を検出する手段を備え、該手段によるチョップパデューティ検出値が所定の値よりも低い 50 ときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング

素子の駆動周波数を、該チョップパデューティ検出手段によるチョップパデューティ検出値が該所定の値より高いときの前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数よりも、低く設定することを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 6】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記昇圧チョップ回路の入力電流或いは前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が最大値よりも低くなるに従って、前記昇圧チョップ回路の前記主スイッチング素子の駆動周波数を低くすることを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 7】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記昇圧チョップ回路の出力電流或いは前記電動機の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が最大値よりも低くなるに従って、前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数を低くすることを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 8】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記電動機の回転数を検出する手段を備え、該手段による回転数検出値が最大値より小さくなるに従って、前記昇圧チョップ回路の前記主スイッチング素子の駆動周波数を低くすることを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 9】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記インバータのチョップパデューティを検出する手段を備え、該手段によるチョップパデューティ検出値が最大値より低くなるに従って、前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の駆動周波数を低くすることを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 10】 請求項 1 に記載の電動機駆動装置において、前記昇圧チョップ回路の入力電流或いは前記昇圧チョップ回路の前記スイッチング素子の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が所定の値を越えないように、前記昇圧チョップ回路の前記主スイッチング素子の駆動周波数を可変とすることを特徴とする電動機駆動装置。

【請求項 11】 請求項 1～10 のいずれかに記載の電動機駆動装置を用いて、前記電動機を圧縮機用電動機とすることを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、インバータを用いた電動機駆動装置及びこれを用いて空気調和機に係り、特に、交流電源からの電力を昇圧チョップ回路によって交流電源の電圧よりも高い電圧の直流電圧に変換し、この直流電圧をインバータで交流電力に変換して電動機に供給することにより、広範囲にわたる回転速度制御を行なうようにした電動機駆動装置及びこれを用いた空気調和機に関する。

【0002】

【従来の技術】昇圧チョップ回路を用いた電動機駆動装置の一従来例が、例えば、特願平6-105563号公報に記載されている。これは、交流電源からの電力を昇圧チョップ回路によって交流電源の電圧よりも高い電圧の直流電圧に変換し、この直流電圧をインバータによって交流電力に変換して電動機に供給することにより、広範囲にわたる回転速度制御を行なうことができるようにしたものである。

【0003】図5は掛かる従来の電動機駆動装置の一例を示すブロック図であって、1は交流電源、2は全整流回路、3は昇圧チョップ回路、4はインダクタンス素子、5はスイッチング素子、6はチョップ駆動手段、7はフリーホイールダイオード、8は平滑コンデンサ、9a、9bは電圧検出抵抗、10はインバータブリッジ回路、10a~10fはスイッチング素子、11は直流ブラシレス電動機、12はロータ磁極位置検出手段、13はインバータ駆動手段、14は電流検出手段、15は電動機制御装置、16は電流検出抵抗である。

【0004】同図において、交流電源1からの電源電圧は全波整流回路2で全波整流され、全波整流電圧Vsとして昇圧チョップ回路3に供給される。

【0005】この昇圧チョップ回路3は、インダクタンス素子4とスイッチング素子5とフリーホイールダイオード7と電流検出手段16とから構成されている。スイッチング素子5は、チョップ駆動回路6からの一定周波数のPWM信号A1により、オン、オフ動作する。このスイッチング素子5のオン期間、全波整流回路2からインダクタンス素子4、スイッチング素子5及び電流検出抵抗16を介して電流が流れてインダクタンス素子4にエネルギーが蓄積され、次にスイッチング素子5がオフすると、全波整流回路2からの電流にインダクタンス素子4に蓄積されたエネルギーによる電流が加算されて、フリーホイールダイオード7を介し、平滑コンデンサ8に供給される。スイッチング素子5のオン、オフによってかかる動作が繰り返され、これにより、平滑コンデンサ8には、全波整流電圧Vsよりも高い昇圧された直流電圧Vdcが得られる。

【0006】この直流電圧Vdcは、インバータブリッジ回路10に電源電圧として印加される。このインバータブリッジ回路10は6個のスイッチング素子10a~

10fがブリッジ接続されて構成されており、これらスイッチ素子10a~10fがインバータ駆動手段13からのPWM信号A2でオン、オフ駆動されることにより、直流電圧Vdcから交流電圧が生成され、回転駆動信号として直流ブラシレス電動機11に供給される。

【0007】かかる従来の電動機駆動装置では、インバータブリッジ回路10の交流出力電圧を可変とすることにより、直流ブラシレス電動機11の回転速度を制御できるようにしているが、このインバータブリッジ回路10の交流出力電圧を制御する方法として、インバータブリッジ回路10に供給される直流電圧Vdcを制御して行なう方法（以下、これを第1の制御方法という）と、この直流電圧Vdcを一定として、インバータブリッジ回路10でのスイッチ素子10a~10fのオン、オフ動作の通流率（インバータブリッジ回路10の通流率）を制御して行なう方法（以下、これを第2の制御方法という）とがある。

【0008】第1の制御方法では、インバータ駆動手段13からのPWM信号A2のデューティ比を最大としてインバータブリッジ回路10の通流率を最大値に固定し、チョップ駆動回路6からのPWM信号A1のデューティ比を可変とすることにより、昇圧チョップ回路4でのスイッチング素子5の通流率（昇圧チョップ回路3の流通率）を変化させて平滑コンデンサ8に得られる直流電圧Vdcを可変とするものである。

【0009】また、第2の制御方法は、直流電圧Vdcが一定となるように、昇圧チョップ回路3の通流率が制御され、かかる状態でインバータ駆動手段13からのPWM信号のデューティ比を可変とすることにより、インバータブリッジ回路10の通流率を変化させるものである。

【0010】電動機制御装置15は、電圧検出抵抗9a、9bによる直流電圧Vdcの分圧電圧B1を取り込んでこの直流電圧Vdcを監視するとともに、ロータ磁極位置検出手段12からの直流ブラシレス電動機11の回転数に応じたロータ磁極位置検出信号B2を取り込み、これにより、直流ブラシレス電動機11の回転数を監視している。

【0011】ここで、インバータブリッジ回路10の通流率の制御によって可能な直流ブラシレス電動機11の最大の回転数Nmを境として、外部からの直流ブラシレス電動機11の指定回転数Nがこの回転数Nm以下であるときには、上記第2の制御方法を実行し、指定回転数Nが回転数Nmを越えると、上記第1の制御方法を実行する。

【0012】直流ブラシレス電動機11の回転速度制御では、ロータ磁極位置検出回路12からのロータ磁極位置検出信号B2によって検出される直流ブラシレス電動機11の回転数が外部からの指定回転数Nに等しくなるように、電動機制御装置15がチョップ駆動手段6やイ

ンバータ駆動手段 13 を制御するのであるが、上記第 1 の制御方法では、電動機制御装置 15 は、回転数指令信号 C2 によってインバータ駆動手段 13 を制御することによって PWM 信号 A2 のデューティ比を最大に保持させながら、チョップ駆動手段 6 を制御して昇圧チョップ回路 3 の通流率を制御することにより、直流ブラシレス電動機 11 の回転数が指定回転数 N_m と等しくなるようにしている。また、第 2 の制御方法では、電動機制御装置 15 は、電圧検出抵抗 9a, 9b による分圧電圧 B1、従って、平滑コンデンサ 8 に得られる直流電圧 Vdc が規定の一定電圧値となるように、直流電圧指令信号 C1 によってチョップ駆動手段 6 を制御することによって昇圧チョップ回路 3 の通流率を制御しながら、インバータ駆動手段 13 を制御した PWM 信号 A2 のデューティ比を制御することにより、直流ブラシレス電動機 11 の回転数が指定回転数 N_m と等しくなるようにしている。

【0013】なお、電流検出手段 14 は、電流検出抵抗 16 により、入力電流を常時監視しており、この入力電流が異常に大きくなると、過電流検出信号 B3 を出力することにより、チョップ駆動手段 6 を制御して PWM 信号 A1 をカットし、昇圧チョップ回路 3 のスイッチング素子 5 をオフ状態に保持するものであり、これにより、電動機駆動装置の保護を図っている。

【0014】ここで、この昇圧チョップ回路 3 では、スイッチング素子 5 の通流率を制御して交流電源電流を正弦波状に制御することができるために、力率を改善し、かつ電源の高調波電流を抑制することができる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記従来の電動機駆動装置では、昇圧チョップ回路 3 のスイッチング素子 5 がトランジスタなどの半導体素子で構成されている。このため、このスイッチング素子 5 に流れる電流の大きさやそのスイッチング周波数に応じたスイッチング損失が生ずるが、かかるスイッチング損失はこの電流が大きくなるほど、また、スイッチング周波数が高くなるほど増大し、電動機駆動装置の効率を低下させることになる。

【0016】そこで、スイッチング周波数を低下させてスイッチング損失の低減を図るために、スイッチング周波数を低くすることが考えられるが、このようにすると、インダクタンス素子 4 に流れる電流のリップルの振幅が増加して流れる電流のピーク値が大きくなる。そして、この電流が充分大きくなると、インダクタンス素子が磁束飽和することにより、そのインダクタンス値が低下し、さらにこの電流が大きくなる。

【0017】この点についてさらに具体的に説明すると、図 6 は図 5 における入力電流 I_s (これには、インダクタンス素子 4 に蓄積されたエネルギーによる電流も含まれている) の 1 周期の波形を示すものであって、イ

ンダクタンス素子 4 がスイッチング素子 5 に直列に配列されているために、スイッチング素子 5 のオン、オフに応じて全波整流回路 2 から流れる電流に、折線で示すように、リップル成分が重畳される。従って、入力電流としては、このリップル成分が重畳された分、振幅が大きくなる。

【0018】ところで、スイッチング周波数が高いときには、図 6 (a) で示すように、このリップル成分の振幅は小さく、従って、入力電流 I_s はそれ程大きな振幅とはならず、その波形も交流電源 1 からの交流電流にほぼ近似しているが、スイッチング周波数が低くなると、図 6 (b) に示すように、リップル成分の振幅が大きくなり、従って、これが重畳された入力電流 I_s の振幅も大きくなる。

【0019】また、図 7 に示すように、インダクタンス素子のインダクタンス値 a は、一般に、これに流れる電流の増加とともに、磁束密度の飽和により、減少し、ある電流値 b に達すると、急激に減少する。

【0020】そこで、図 5 において、インダクタンス素子 4 に流れる入力電流 I_s の電流値が、これに重畳されているリップル成分により、この電流値 b を越えると、このインダクタンス素子 4 のインダクタンス値が急激に小さくなり、このため、図 6 (c) に示すように、この部分での入力電流 I_s が急激に増加することになる。このように入力電流 I_s が急激に増加すると、スイッチング素子 5 でのスイッチング損失が増加するとともに、インダクタンス素子 4 から電磁音が発生したりし、最終的には、電動機駆動装置の故障や破壊にいたることになる。

【0021】以上のことからして、スイッチング素子 5 でのスイッチング損失を低減するために、このスイッチング素子 5 のスイッチング周波数を低くすると、リップル成分の増加によるインダクタンス素子 4 のインダクタンス値の急激な低下が発生して上記のような問題が生ずることになる。

【0022】また、スイッチング素子 5 のスイッチング周波数を低くしながら上記の問題を解消する方法として、例えば、インダクタンス素子 5 のコア体積を増すことなどして、直流重畳特性を改善してインダクタンス値の低下を防止することが考えられるが、この結果、コンダクタンス素子が大きくなって電動機駆動装置が大型化するし、そのコストの上昇も招くことになる。

【0023】本発明の目的は、かかる問題を解消し、スイッチング損失やコストの上昇を抑制しながら、スイッチング損失などを低減して効率の良い電動機駆動装置及びこれを用いた空気調和機を提供することにある。

【0024】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明は、インバータ回路に直流電圧を供給する昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を可変

10

20

30

40

50

する手段を備える。

【0025】また、本発明は、該昇圧チョップ回路の入力電流或いは該昇圧チョップ回路のスイッチング素子の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が所定の値より低いときの該スイッチング素子の駆動周波数を、該電流検出手段による電流検出値が該所定の値より高いときの該スイッチング素子の駆動周波数よりも低くする。

【0026】さらに、本発明は、昇圧チョップ回路の出力電流或いは電動機の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が所定の値より低いときの該昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を、該電流検出手段による電流検出値が該所定の値より高いときのスイッチング素子の駆動周波数より低くする。

【0027】さらに、本発明は、電動機の回転数を検出する手段を備え、該手段による回転数検出値が所定の値より低いときの昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を、該手段による回転数検出値が該所定の値より高いときのスイッチング素子の駆動周波数より低くする。

【0028】さらに、本発明は、インバータのチョップデューティを検出する手段を備え、該手段によるチョップデューティ検出値が所定の値より低いときの昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を、該手段によるチョップデューティ検出値が該所定の値より高いときのスイッチング素子の駆動周波数より低くする。

【0029】さらに、本発明は、昇圧チョップ回路の入力電流或いは該昇圧チョップ回路のスイッチング素子の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が最大値よりも低くなるに従って、該スイッチング素子の駆動周波数を低くする。

【0030】さらに、本発明は、昇圧チョップ回路の出力電流或いは前記電動機の電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が最大値よりも低くなるに従って、該昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を低くする。

【0031】さらに、本発明は、電動機の回転数を検出する手段を備え、該手段による回転数検出値が最大値よりも低くなるに従って、該昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を低くする。

【0032】さらに、本発明は、インバータのチョップデューティを検出する手段を備え、該手段によるチョップデューティ検出値が最大値よりも低くなるに従って、昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を低くする。

【0033】さらに、本発明は、昇圧チョップ回路の入力電流或いは該昇圧チョップのスイッチング素子電流を検出する電流検出手段を備え、該電流検出手段による電流検出値が所定の値を越えないように、該スイッチング

素子の駆動周波数を可変とする。

【0034】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施形態を図面を用いて説明する。図1は本発明による電動機駆動装置の一実施形態を示すブロック図であって、図5に対応する部分には同一符号をつけて重複する説明を省略する。

【0035】同図において、インダクタンス素子4は、そこに流れる入力電流 I_s に応じて、そのインダクタンス値が図7の特性aで変化し、この入力電流 I_s が電流値b以上になると、このインダクタンス値が急激に減少するものとする。

【0036】このため、この実施形態は、リップル成分が重畳された入力電流の電流値がこの電流値bを越えないように、昇圧チョップ回路3でのスイッチング素子5のスイッチング周波数を可変とするものであり、さらに具体的には、このスイッチング素子5のスイッチング周波数を低くしてスイッチング素子5でのスイッチング損失を低減するものであるが、ほぼ正弦波状に変化する入力電流 I_s の振幅が最大近傍のリップル成分の重畳による振幅が上記の電流値b（以下、電流閾値という）を越えそうになると、スイッチング素子5のスイッチング周波数を高めて、リップル成分の振幅を低くするものである。

【0037】このために、電流検出手段14による入力電流 I_s の電流値の検出結果は、電流検出信号B4として、電動機制御装置15に供給される。電動機制御装置15は、この電流検出信号B4から、リップル成分を含む入力電流 I_s が上記の電流閾値bを越えそうになると、発振周波数指令信号C3をチョップ駆動回路6に送り、そこから発生するPWM信号A1の周波数を高める。これにより、スイッチング素子5のオン、オフのスイッチング周波数が高くなり、入力電流 I_s に重畳されているリップル成分の振幅が小さくなって、この入力電流 I_s が電流閾値bを越えるのを防止することができる。従って、インダクタンス素子4のインダクタンス値は低下することがない。

【0038】また、入力電流 I_s の電流値が、スイッチング素子5のスイッチング周波数を低めても、電流閾値bには達しない程度に低下したことを検出すると、電動機制御装置15はチョップ駆動手段6に発振周波数指令信号C3を送り、PWM信号A1の周波数を低下させてスイッチング素子5のスイッチング周波数を低下させる。これにより、スイッチング素子5でのスイッチング損失を低下させることができる。

【0039】なお、勿論、このようにスイッチング素子5のスイッチング周波数を変化させる場合でも、電動機制御装置15はチョップ駆動手段6に直流電圧指令信号C1を送り、上記第1の制御方法が実行されているときには、直流ブラシレス電動機11の回転数が外部からの指定回転数Nに等しくなるように、昇圧チョップ回路3

10

20

30

40

50

の通流率を制御するし、また、上記第2の制御方法が実行されているときには、電圧検出抵抗 9a、9b による分圧電圧 B1 が上記の規定の一定電圧値となるように、昇圧チョップ回路 3 の通流率を制御する。

【0040】図2は図1におけるチョップ駆動手段6の一具体例とその周辺部分を示すブロック回路であって、6aは発振器、6bはコンパレータ、6cはAND回路であり、図1に対応する部分には同一符号をつけて重複する説明を省略する。

【0041】同図において、チョップ駆動手段6は、発振器6aとコンパレータ6bとAND回路6cとから構成されている。この発振器6aは三角波状または鋸歯波状の連続信号を発生し、また、電動機制御装置15からの発振周波数指令信号C3に応じてこの発振周波数が制御される。コンパレータ6bはこの発振器6aの出力信号と電動機制御装置15からの直流電圧指令信号C1とをレベル比較し、この直流電圧指令信号C1のレベルに応じたデューティ比のPWM信号A1を生成する。AND回路6cはコンパレータ6bからのPWM信号A1と電流検出手段14からの入力電流Isが以上に高いことを示す過電流検出信号B3とが供給され、この過電流検出信号B3の期間コンパレータ6bからのPWM信号A1を遮断する。これにより、スイッチング素子5などが保護される。

【0042】図7に示したようなインダクタンス素子4の特性から、図6で説明したように、このインダクタンス素子4に流れる電流にスイッチング素子5のオン、オフによるリップル成分が重畳されるが、このリップル成分を含めたインダクタンス素子4に流れる電流の最大電流値が図7での電流閾値b以下となるように、昇圧チョップ回路3を設計する必要がある。ここで、かかるリップル成分の振幅について説明する。

*

$$i_r = \frac{t}{L} \cdot V_m \cdot |\sin \omega t| \cdot \frac{V_{dc} - V_m \cdot |\sin \omega t|}{V_{dc}}$$

【0052】この数4において、電源電圧Vsが最大のときのリップル成分が最も影響があるので、Vs = Vm、即ち、sin ωt = 1とすると、このときのリップル成分の振幅ir (max) は、数4から、次の数5のように表わされる。

【0053】

【数5】

$$i_{r(max)} = \frac{t}{L} \cdot \frac{V_m \cdot (V_{dc} - V_m)}{V_{dc}}$$

【0054】この数5において、電源電圧Vsの最大値Vmを一定とすると、リップル成分の振幅ir (max) は、PWM信号A1の周期に比例し（従って、PWM信号A1の周波数に反比例し）、インダクタンス素子4のインダクタンス値に反比例し、直流電圧Vdcが高

* 【0043】昇圧チョップ回路3の入力電圧、即ち、電源電圧Vsと出力電圧、即ち、直流電圧Vdcとの間には、理論上、次の数1で示す関係がある。

【0044】

【数1】

$$V_{dc} = V_s \cdot \frac{t}{t_{off}}$$

【0045】但し、tはスイッチング素子5を駆動するPWM信号A1の周期、toffはこのPWM信号A1のオフ時間を夫々表わす。

【0046】ここで、電源電圧Vsの最大値をVm、電源の角周波数をωとすると、上記数1は次の数2のように表わされる。

【0047】

【数2】

$$V_{dc} = V_m \cdot |\sin \omega t| \cdot \frac{t}{t_{off}}$$

【0048】一方、インダクタンス素子4に流れる電流のリップル成分の振幅値irは、PWM信号A1のオン期間tonの間電源電圧Vsを一定と近似すると、次の数3で表わされる。

【0049】

【数3】

$$i_r = \frac{1}{L} \int V_{dc} dt = \frac{V_m \cdot |\sin \omega t| \cdot t_{on}}{L}$$

【0050】ここで、t = ton + toffであるから、これと数2、数3とにより、リップル成分の振幅irは次の数4で表わされることになる。

【0051】

【数4】

いほど増加することがわかる。

【0055】このような昇圧チョップ回路3を一般的な家庭電化製品に適用する場合には、コストの抑制及び損失低減が重要な課題となる。この実施形態においては、インダクタンス素子4のコストを抑制するために、このインダクタンス素子4の寸法やコア体積などを極力小さくし、一方、スイッチング素子5でのスイッチング損失を抑制するために、このスイッチング素子5の駆動周波数をできるだけ低く設定する必要があった。ところが、上記数5から明らかなように、スイッチング素子5の駆動周波数を低くすると、PWM信号A1の周期tが大きくなってリップル成分の振幅が増加し、インダクタンス素子4に流れる電流のピーク値が大きくなってこのインダクタンス素子4のインダクタンス値が低下することになる。これを防止するために、例えば、インダクタンス

素子 4 のコア体積を増すことなどしてそのインダクタンス値を大きくすることが考えられるが、このようにすると、コストの上昇を招くことになる。

【0056】そこで、この実施形態では、図 2 において、電流検出手段 14 から電動機制御装置 15 に電流検出信号 B3 を供給するようにし、電動機制御装置 15 では、この電流検出信号 B3 を参照して、発振器 6a にその発振周波数を制御する発振周波数指令信号 C3 を供給する。

【0057】図 3 はかかる発振周波数指令信号 C3 によって制御されるインダクタンス素子 4 に流れる電流と発振器 6a の発振周波数との関係を示す特性図である。

【0058】同図において、設計されたインダクタンス素子 4 のインダクタンス値 L に対し、リップル成分を含むインダクタンス素子 4 に流れる電流の最大値が電流閾値 b を越えないように、発振器 6a の発振周波数、従って、スイッチング素子 5 を駆動する PWM 信号 A1 の周波数を最大値 f_{max} を設定する。そして、破線 c で示すように、インダクタンス素子 4 に流れる電流が最大のときに、PWM 信号 A1 の周波数を最大値 f_{max} とし、この電流が小さくなるにつれてこれに比例して PWM 信号 A1 の周波数を低くしていく。このように PWM 信号 A1 の周波数を低くすると、リップル成分の振幅は大きくなるが、これが重畳される電流が小さくなっているので、インダクタンス素子 4 に流れる電流は電流閾値 b を越えることがない。

【0059】このようにすることにより、インダクタンス素子 4 に流れる電流は、その大きさのいかにかわらず、電流閾値 b を越えることがないし、また、この電流が小さいところでは、スイッチング素子 5 のスイッチング周波数が低くなるので、スイッチング損失も低減できる。

【0060】また、このように連続的に発振器 6a の発振周波数を変化させるのではなく、例えば、特性 d1、d2 で示すように、2 段階で不連続に発振周波数を変化させるようにしてもよい。ここで、特性 d1 は、例えば、この実施形態を空気調和機の圧縮機電動機の駆動装置に適用した場合の入力定格電流値のところで発振周波数を変化させるものであって、インダクタンス素子 4 に流れる電流がこの入力定格値よりも低いとき、発振周波数を低くし、この入力定格電流値よりも大きくなると、発振周波数を最大値 f_{max} に高めるものである。また、特性 d1 は、かかる発振周波数の変化点を特性 2 の場合よりも高くしたものである。

【0061】この場合、破線で示す特性 c を、インダクタンス素子 4 に流れる電流の値毎に電流閾値 b を越えない最小の発振周波数 f_{min} をとすると、特性 d1、d2 は、この電流値が低下していくとともに、最大発振周波数 f_{max} から最小発振周波数 f_{min} に切り替える。

【0062】この特性 d1 は、例えば、上記の入力定格電流まではスイッチング損失の低減を図るようにするとときに適用されるものであり、このスイッチング損失を十分に抑圧することができる。特性 d2 は、特性 d1 ほどにはスイッチング損失の低減を期待することができないが、高い電流値までもスイッチング損失の低減を図ることができるものである。これら特性 d1、d2 は、この実施形態を適用する製品などに応じて適宜選択できるものである。

【0063】以上説明した実施形態は、空気調和機などに用いることができ、空気調和機に用いる場合には、圧縮機電動機の駆動装置として用いられる。

【0064】なお、この実施形態では、電流検出抵抗 16 を用いてインダクタンス素子 4 に流れる電流を検出し、この検出結果に応じてスイッチング素子 5 のスイッチング周波数を制御するものであったが、このインダクタンス素子 4 に流れる電流の代わりに、このインダクタンス素子 4 に流れる電流の値を推定できる昇圧チョップ回路 3 の出力電流や電動機 11 の電流、電動機 11 の回転数、インバータブリッジ回路 10 のチョップデューティ比などを検出することにより、スイッチング素子 5 のスイッチング周波数を制御するようにしてもよい。

【0065】ここで、この実施形態では、昇圧チョップ回路 3 の入力電流が最大のときには、発振器 6a の発振周波数、即ち、スイッチング素子 5 を駆動する PWM 信号 A1 の周波数を低下させることはできず、このときには、スイッチング素子 5 でのスイッチング損失を低減させることはできないが、この実施形態を、空気調和機、特に、インバータルームエアコンなどに適用した場合には、消費電力の低減効果を期待できる。即ち、インバータルームエアコンでは、例えば、電源投入時に設定温度と室内温度との差が大きい場合には、最大出力で動作し、設定温度と室内温度との差が小さくなってくると、その出力も小さくなる。つまり、電源投入時などを除いた定常運転時では、出力が最大ではなく、同様に、昇圧チョップ回路 3 の入力電流は最大にならない。このため、このときには、スイッチング素子 5 を駆動する PWM 信号 A1 の周波数を低下させてスイッチング損失を低減することが可能である。インバータルームエアコンでは、定常運転が運転時間のほとんどを占めるため、これにこの実施形態を適用した場合には、スイッチング素子 5 のスイッチング周波数を低減する状態がほとんどであり、従って、消費電力の低減効果が大きいことになる。

【0066】図 4 は本発明の発明者の実験結果による昇圧チョップ回路 3 の入力電流に対する回路損失の特性を示す図であって、同図 (a) は図 5 に示した従来の電動機駆動装置についてのものであり、同図 (b) は図 1 に示した実施形態についてのものである。

【0067】同図 (a)、(b) において、回路損失とは、図 5 や図 1 に示す全波整流回路 2 やインダクタンス

素子 4、スイッチング素子 5、フリーホイールダイオード 7、平滑コンデンサ 8、電圧検出抵抗 9 a、9 b 及び電流検出手段 14 夫々の損失の合計である。

【0068】ここで、インダクタンス素子 4 は約 300 ~ 400 μ H 程度のインダクタンス値を持ち、コア材にはアモルファス金属を用いた。スイッチング素子 5 には、定格が 30 A 程度の IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) を用いた。また、平滑コンデンサ 8 には、約 1000 μ F の電解コンデンサを用いた。

【0069】図 4 (a) では、スイッチング素子 5 のスイッチング周波数 (即ち、PWM 信号 A1 の周波数) を 35 kHz 一定とし、インダクタンス素子 4 に流れる電流が上記の電流閾値 b を越えないようにしている。これに対し、図 4 (b) では、昇圧チョップ回路 3 の入力電流が入力電流が 15 A 以下のときには、スイッチング周波数を 20 kHz とし、15 A を越えると、20 kHz から 35 kHz に上昇させる。これにより、図 4 (b) の場合は、図 4 (a) の場合に比べ、スイッチング周波数が 35 kHz から 20 kHz に切り替わってからは、スイッチング損失が低減することにより、このスイッチング損失を含めた回路損失が低下している。

【0070】

【発明の効果】以上説明したように、本発明による電動機駆動装置によれば、昇圧チョップ回路のスイッチング素子のスイッチング周波数を可変とすることにより、インダクタンス素子に流れる電流を所定の電流値を越えないように抑えることができるとともに、該スイッチング素子のスイッチング損失を効果的に抑制することができる。

【0071】また、本発明による電動機駆動装置によれば、電流検出手段による電流検出値が所定の値を越えないように昇圧チョップ回路のスイッチング素子の駆動周波数を可変するので、電流検出値が所定の値より低い場合には、スイッチング損失を抑制することができる。

【0072】さらに、本発明による空気調和機は、以上のような効果を奏する本発明による電動機駆動装置を用いて運転を行なうので、効率の良い運転を実現すること

ができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明による電動機駆動装置の一実施形態を示すブロック図である。

【図 2】図 1 におけるチョップ駆動手段の一具体例を示すブロック図である。

【図 3】図 2 におけるインダクタンス素子での電流と発振器の発振周波数との関係を示す図である。

【図 4】従来の電動機駆動装置と本発明による電動機駆動装置とでの回路損失の実験結果を示す図である。

【図 5】従来の電動機駆動装置の一例を示すブロック図である。

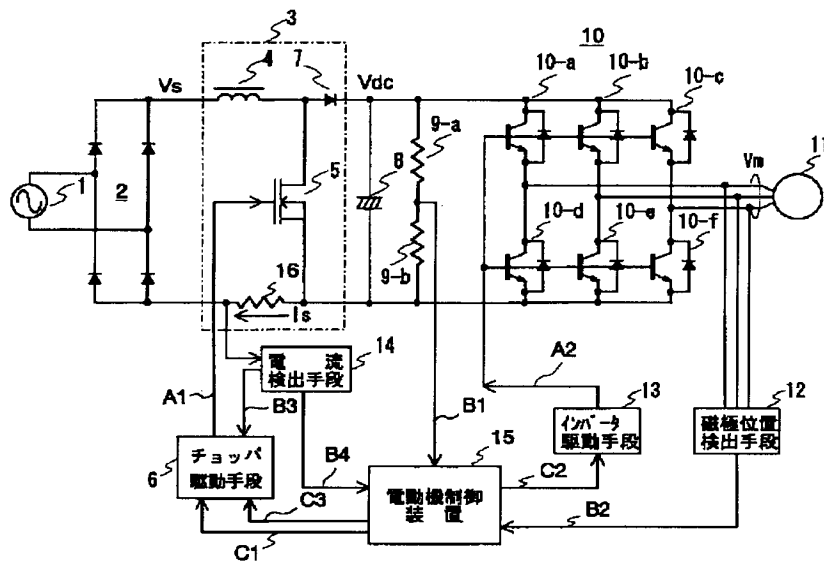
【図 6】図 4 における昇圧チョップ回路でのスイッチング素子のオン、オフ動作によるインダクタンス素子に流れる電流波形を示す模式図である。

【図 7】インダクタンス素子での流れる電流に対するインダクタンス値の変化を示す図である。

【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 全波整流回路
- 3 昇圧チョップ回路
- 4 インダクタンス素子
- 5 スwitchング素子
- 6 チョップ駆動手段
- 6 a 発振器
- 6 b コンパレータ
- 6 c AND 回路
- 7 フリーホイールダイオード
- 8 平滑コンデンサ
- 9 a, 9 b 電圧検出抵抗
- 10 インバータブリッジ回路
- 11 直流ブラシレス電動機
- 12 ロータ磁極位置検出手段
- 13 インバータ駆動手段
- 14 電流検出手段
- 15 電動機制御装置
- 16 電流検出抵抗

【図1】



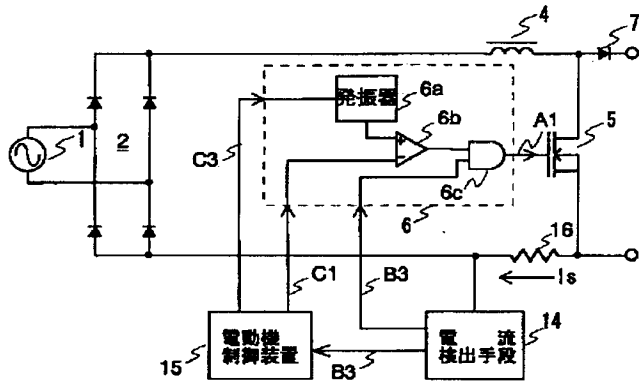
【図1】

【図2】

【図3】

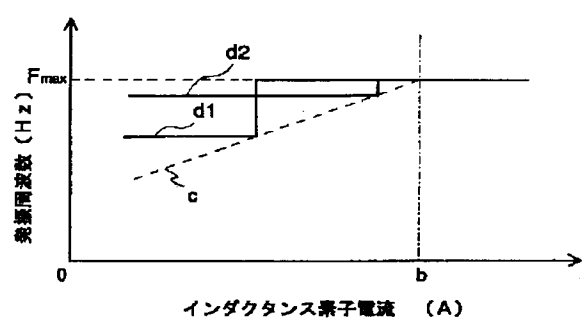
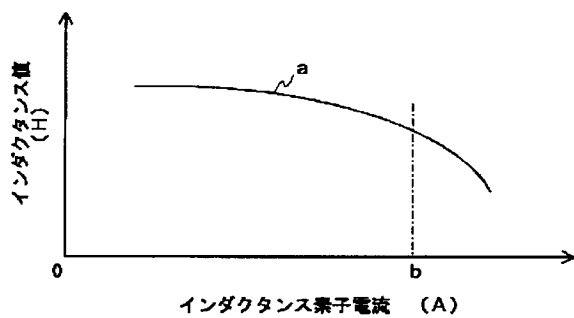
【図2】

【図3】



【図7】

【図7】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁶
H 0 2 P 6/08

識別記号

F I
H 0 2 P 6/02 3 7 1 A

(72) 発明者 加藤 浩二
栃木県下都賀郡大平町大字富田800番地
株式会社日立製作所冷熱事業部内